

(19)日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11)特許出願公開番号

特開平6-224771

(43)公開日 平成6年(1994)8月12日

(51)Int.Cl.⁵

H 0 3 M 3/04
G 1 0 L 9/18

識別記号

庁内整理番号

8522-5J
D 8946-5H

F I

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数 5 O L (全 7 頁)

(21)出願番号 特願平5-10122

(22)出願日 平成5年(1993)1月25日

(71)出願人 000005821

松下電器産業株式会社
大阪府門真市大字門真1006番地

(72)発明者 山田 真也

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

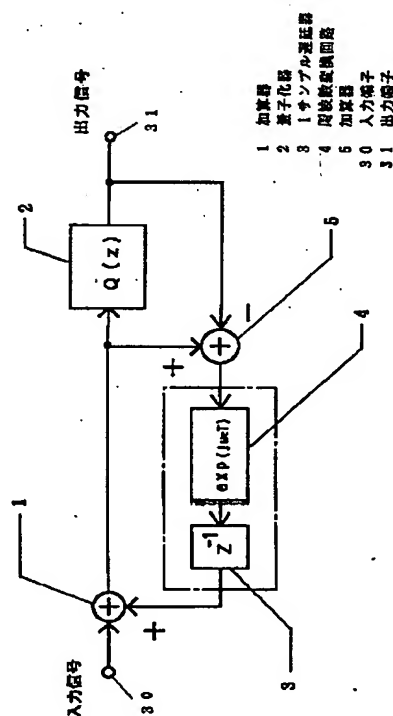
(74)代理人 弁理士 松田 正道

(54)【発明の名称】 信号処理装置

(57)【要約】

【目的】 量子化雑音の周波数特性を人間の聴覚周波数特性に十分近似させることができる信号処理装置を提供すること。

【構成】 周波数 F_s でサンプリングされた入力信号と1サンプル遅延器3からの信号を加算する加算器1と、その加算器1により加算された信号を量子化するための量子化器2と、その量子化された信号と加算器1により加算された信号との差分をとるための加算器5と、その差分信号に基づき、入力信号の周波数 F_s とは異なる周波数でサンプリングされた信号を生成し、入力信号のサンプリング間隔に同期させながら、1サンプル遅延器3を介して加算器1に出力する周波数変換回路4とを備える。



【特許請求の範囲】

【請求項１】 所定の周波数でサンプリングされた信号を入力するための入力端子と、その入力された信号とその入力信号よりも以前に入力された信号に基づき生成されたフィードバック信号を加算する第１加算器と、その第１加算器により加算された信号を量子化するための量子化手段と、その量子化された信号と前記第１加算器により加算された信号との差分をとるための第２加算器と、その差分信号に基づき、前記入力信号の所定の周波数とは異なる周波数でサンプリングされた信号を生成し、前記入力信号のサンプリング間隔に同期させながら、前記フィードバック信号として前記第１加算器に出力する周波数変換手段とを備えたことを特徴とする信号処理装置。

【請求項２】 周波数変換手段は、その伝達関数の次数が２次以上であることを特徴とする請求項１記載の信号処理装置。

【請求項３】 周波数変換手段は、変換し得る周波数を可変できることを特徴とする請求項１記載の信号処理装置。

【請求項４】 周波数変換手段は、 ω_c を周波数シフト量、 T をサンプリング周期としたときに $z^{-1} \times \exp(j\omega_c T)$ なる伝達関数を持つフィルタ回路を有することを特徴とする請求項１記載の信号処理装置。

【請求項５】 請求項１記載の信号処理装置が、多段連続されてなることを特徴とする多段の信号処理装置。

【発明の詳細な説明】

【０００１】

【産業上の利用分野】 本発明は、デジタル信号の量子化雑音成分の振幅周波数特性を人間の聴覚感度特性に近い特性に補正するための信号処理装置に関するものである。

【０００２】

【従来の技術】 従来より、アナログ信号をデジタル信号に、逆にデジタル信号をアナログ信号に変換する際の雑音成分の低減の目的において、あるいはデジタル信号の処理過程における量子化ビット数の変換時に聴感補正を目的として図３に示すような $\Delta\Sigma$ 変調器が利用されている。

【０００３】 以下、図面を参照しながら、上述したような従来の $\Delta\Sigma$ 変調器について説明する。図３は従来の $\Delta\Sigma$ 変調器の概要ブロック図を示すものである。図３において、６および９は加算器、７は量子化器、８は予測フィルタである。このような $\Delta\Sigma$ 変調器について、以下その動作について説明する。

【０００４】 まず、 $\Delta\Sigma$ 変調器の基となる Δ 変調器について述べる。 Δ 変調器は、図４に示すように、入力信号を予測する予測フィルタ１３、その予測信号と入力信号との差分をとる加算器１０、その結果の差分信号と予め決められた信号レベルとを比較する比較器１１、比較

器１１の出力を１サンプル分遅延させる１サンプル遅延回路１４によって構成される。

【０００５】 いま、サンプリング周期 T ($T=1/F_s$: F_s はサンプリング周波数) で取り込まれた入力信号、及び予測フィルタ１３で予測された予測信号が加算器１０に入力され、それら信号の差分がとられる。その差分信号は、比較器１１により、予め決められた信号レベルとの大小が比較され、比較の結果、差分信号の方が大きいときに“１”を出力する。この出力信号は１サンプル遅延回路１４により１サンプル分遅延された後、予測フィルタ１３にフィードバックされて予測信号の更新に使用される。逆に、差分信号の方が小さいときには、比較器１１は、“０”を出力して予測信号を低下させる。この操作を繰り返すことにより、予測信号と入力信号との差が最小となるようなデジタルコード列が出力される。元の入力信号を再生するには、図４に示すように、以上の Δ 変調器に使用した予測フィルタ１３と同じ予測フィルタ１２を接続して、比較器１１からの出力信号を通せば良い。しかし、上記の Δ 変調器では、予測フィルタ１３が追従できないような急峻な入力信号には対応できないという欠点がある。

【０００６】 次に、この欠点を改善するために $\Delta\Sigma$ 変調器があり、図５にそのブロック図を示す。 $\Delta\Sigma$ 変調器は、上述の Δ 変調器の前段に積分器が付加され、この積分器と逆の働きをする微分器が Δ 変調器の出力側に付加された構成である。図５において、 $\Delta\Sigma$ 変調器は１次 $\Delta\Sigma$ 変調器であり、１５、１７、１９、２２、２４は加算器、１６、２０、２１、２３、２５は１サンプル遅延器、１８は比較器である。ここで、加算器１５及び１サンプル遅延器１６が積分器を構成し、加算器１７、比較器１８、１サンプル遅延器２３、２５、及び加算器２４が Δ 変調器を構成し、加算器１９及び１サンプル遅延器２０が Δ 変調器の再生用予測フィルタを構成し、又、１サンプル遅延器２１及び加算器２２が $\Delta\Sigma$ 変調器の再生用予測フィルタ、すなわち微分器を構成している。

【０００７】 上述の $\Delta\Sigma$ 変調器の回路は、回路の線形性により簡略化できる。その簡略化した場合の例として、図５の１次 $\Delta\Sigma$ 変調器の場合について図６に示す。図６において、２６、２９は加算器、２７は比較器としての量子化器、２８は１サンプル遅延器である。

【０００８】 この１次 $\Delta\Sigma$ 変調器の信号伝達特性を求めると、

$$Y(z^{-1}) = X(z^{-1}) + (1 - z^{-1}) Q(z^{-1})$$

であらわれ、その量子化雑音 N_q の分布は、

$$N_q = (1 - z^{-1}) Q(z^{-1})$$

となり、 $(1 - z^{-1})$ なる周波数特性に変更される。 $z^{-1} = \exp(-j\omega T)$ において、 $H(z^{-1}) = (1 - z^{-1})$ の周波数特性を求めると、

$$H(\omega T) = 1 - \exp(-j\omega T)$$

よって

3

$$|H(\omega T)|^2 = 4 \times \sin^2(\omega T/2)$$

であるので、量子化雑音 N_q は、関数 $H(z^{-1})$ により周波数特性を変更されたことになる。

【0009】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、以上のような構成では、量子化雑音 N_q の周波数特性が、人間の聴覚周波数特性（図2参照）に対して十分に近似されていないという課題がある。

【0010】本発明は、従来の $\Delta\Sigma$ 変調器のこのような課題を考慮し、量子化雑音の周波数特性を人間の聴覚周波数特性に十分近似させることができる信号処理装置を提供することを目的とするものである。

【0011】

【課題を解決するための手段】本発明は、所定の周波数でサンプリングされた信号を入力するための入力端子と、その入力された信号とその入力信号よりも以前に入力された信号に基づき生成されたフィードバック信号を加算する第1加算器と、その第1加算器により加算された信号を量子化するための量子化手段と、その量子化された信号と第1加算器により加算された信号との差分をとるための第2加算器と、その差分信号に基づき、入力信号の所定の周波数とは異なる周波数でサンプリングされた信号を生成し、入力信号のサンプリング間隔に同期させながら、フィードバック信号として第1加算器に出力する周波数変換手段とを備えた信号処理装置である。

【0012】

【作用】本発明は、第1加算器が、所定の周波数でサンプリングされた入力信号とフィードバック信号を加算し、量子化手段が、その加算された信号を量子化し、第2加算器が、その量子化された信号と第1加算器により加算された信号との差分をとり、周波数変換手段が、その差分信号に基づき、入力信号の所定の周波数とは異なる周波数でサンプリングされた信号を生成し、入力信号のサンプリング間隔に同期させながら、フィードバック信号として第1加算器に出力する。

【0013】

【実施例】以下に、本発明をその実施例を示す図面に基づいて説明する。

【0014】図1は、本発明にかかる一実施例の信号処理装置のブロック図である。すなわち、信号処理装置には、所定の周期でサンプリングされた信号を入力するための入力端子30が設けられ、その入力端子30には、2つの信号を加算する加算器1が接続されている。その加算器1の出力は2つに分岐され、一方は、信号を量子化するための量子化器2に接続され、もう一方は、2つの信号の差分をとる加算器5に接続されている。

$$|H'(\omega T)|^2 = 4 \times \sin^2\{T/2 \times (\omega - \omega_c)\}$$

ただし、 $\omega_c = 2\pi F_c$ と表すことができる。

【0021】ここで、 $z^{-1} = \exp(-j\omega T)$ とおい

*【0015】前述の量子化器2の出力は2つに分岐され、一方は、出力端子31に接続され、もう一方は、加算器5に接続されている。又、加算器5は、差分信号を周波数シフトさせて出力する周波数変換回路4に接続され、その周波数変換回路4は、信号を1サンプル分遅延させる1サンプル遅延器3に接続され、更に、その1サンプル遅延器3は、加算器1に接続されている。以上の周波数変換回路4及び1サンプル遅延器3が周波数変換手段（1点鎖線で囲んだ部分で示す）を構成している。

10 【0016】次に、上記実施例の信号処理装置の動作について説明する。

【0017】まず、加算器1は、サンプリング周期 T

($T = 1/F_s$: F_s はサンプリング周波数)で入力端子30から取り込まれる入力信号と、1サンプル前に加算器5、周波数変換回路4、及び1サンプル遅延器3で処理されたフィードバック信号との和信号を出力する。次に、その出力された和信号と、量子化器2により再量子化された信号（出力信号）は、加算器5によって差がとられ、その差分信号が周波数変換回路4に入力される。そうすると、周波数変換回路4では、差分信号が角周波数 ω なる入力に対して ω_c ($\omega_c = 2\pi F_c$)だけ周波数シフトされ、角周波数 $(\omega - \omega_c)$ に変換された信号が1サンプル遅延器3に入力される。1サンプル遅延器3は、変換された信号を1サンプル遅延の後、加算器1に出力する。

【0018】ここで、上述の周波数変換回路4の動作を詳しく説明すると、入力された差分信号に基づいて、周波数シフトされる ω_c に対して補間された差分信号を生成することにより、見かけ上、入力信号のサンプリング周波数(F_s)とは異なるサンプリング周波数で標本化された差分信号に変換し、その差分信号を入力信号のサンプリング周期 T に対して同期させて出力する。その結果上述のように、差分信号を周波数シフトさせることができる。

【0019】図1において、周波数変換回路4を除いた部分の回路は、従来の1次 $\Delta\Sigma$ 変調器と同じであるので、シフトできる周波数特性は $\Delta\Sigma$ 変調器の特性、すなわち関数 $H(\omega T)$ に等しいことは明かである。ここで、図1のように元の $\Delta\Sigma$ 変調器を1次とし、周波数軸上でシフトさせる周波数を F_c とすると、そのときの周波数変換手段（図1中の1点鎖線内）の伝達関数 $H'(\omega T)$ は、次式ようになる。

【0020】

$$H'(\omega T) = 1 - \exp\{-j(\omega - \omega_c)T\}$$

$$= 1 - \exp(j\omega_c T) \times \exp(-j\omega T)$$

従って、振幅特性も当然周波数 F_c 分だけシフトされたものとなり、

て、 $H'(z^{-1})$ を求めれば

$$H'(z^{-1}) = 1 - \exp(j\omega_c T) \times z^{-1}$$

となり、図1に示される周波数変換手段そのものとな

る。このように図1に示す構成、すなわち周波数変換回路4によって1次 $\Delta\Sigma$ 変調器の予測フィルターの伝達関数 $H(\omega T)$ の周波数特性を周波数軸上でシフトさせることができることになる。

【0022】従って、入力信号における量子化雑音 N_q は入力信号のサンプリング周波数と周波数変換回路4により変換された周波数によって決まる周波数分だけ周波数軸上でシフトさせることができる。

【0023】このようにして、入力信号における量子化雑音 N_q の周波数特性を人間の聴感特性に対して合わせることが可能となる。

【0024】この様子を示したのが図2である。図2において、2本の点線は、それぞれ16ビット及び20ビットで量子化した場合のノイズレベルである。また、1点鎖線は、人間の聴覚周波数特性、たとえばラウドネス曲線などを示す。ここで従来の1次 $\Delta\Sigma$ 変調器における量子化雑音 N_q の周波数特性と、本実施例における周波数変換回路4を用いた場合の周波数特性とを比べると、従来の1次 $\Delta\Sigma$ 変調器における量子化雑音 N_q の周波数特性(図2中では2点鎖線)よりも本実施例における周波数変換回路4を用いた場合(図2中では実線)の方が、より人間の聴感特性に近似できており、特に高域においてその違いが明確に現れている(図2中のハッチング部)。以上のように、人間の聴感特性、即ち低周波成分と高周波成分とに対して音圧感度が鈍く、中域で感度が高いという特性に雑音成分の振幅周波数特性を合わせることができ、更に、同一次数の $\Delta\Sigma$ 変調器における同一帯域内の S/N を向上させることができる。

【0025】なお、上記実施例では、周波数変換手段の伝達関数の次数は1次であったが、これに限らず、2次以上の次数であってもよい。

【0026】また、上記実施例では、周波数変換手段による変換し得る周波数(シフトさせる周波数)を ω_c に固定した構成としたが、これに代えて、可変できる構成としてもよい。

【0027】また、上記実施例では、信号処理装置を1段により構成したが、本実施例の信号処理装置を2段以上連続して多段の信号処理装置として用いても勿論よい。

【0028】また、上記実施例では、信号処理装置を専

用のハードウェアにより構成したが、これに代えて、同様の機能をコンピュータを用いてソフトウェア的に実現してもよい。

【0029】

【発明の効果】以上述べたところから明らかなように本発明は、入力された信号とその入力信号よりも以前に入力された信号に基づき生成されたフィードバック信号を加算する第1加算器と、差分信号に基づき、入力信号の所定の周波数とは異なる周波数でサンプリングされた信号を生成し、入力信号のサンプリング間隔に同期させながら、フィードバック信号として第1加算器に出力する周波数変換手段とを備えているので、量子化雑音の周波数特性を人間の聴覚周波数特性に十分近似させることができるという長所を有する。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明にかかる一実施例の信号処理装置のブロック図である。

【図2】入力信号における量子化雑音の周波数特性を示す図である。

【図3】従来の $\Delta\Sigma$ 変調器の概要ブロック図である。

【図4】従来の Δ 変調器の動作を説明するためのブロック図である。

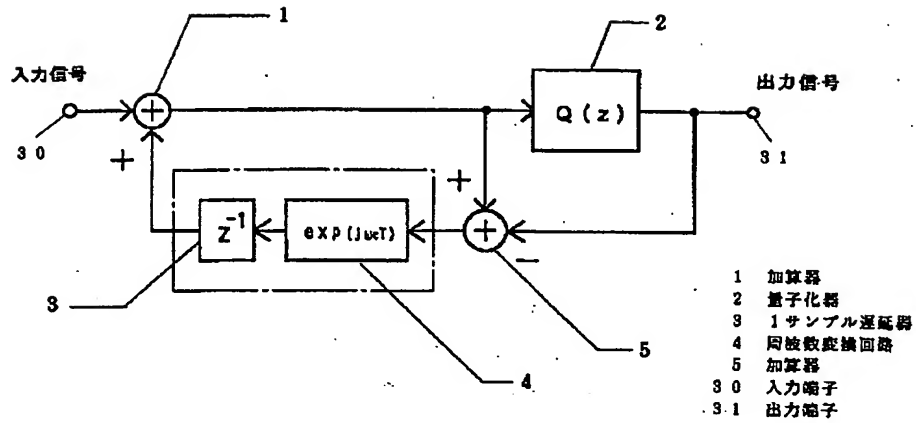
【図5】従来の $\Delta\Sigma$ 変調器の動作を説明するためのブロック図である。

【図6】従来の一次 $\Delta\Sigma$ 変調器のブロック図である。

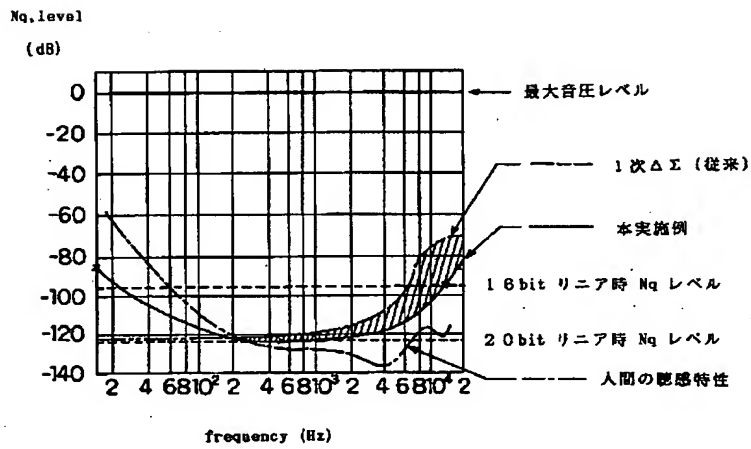
【符号の説明】

- | | |
|--------|--------------|
| 1、6、26 | 加算器 |
| 2、7、27 | 量子化器 |
| 3 | 1 サンプル遅延器 |
| 4 | 周波数変換回路 |
| 5、9、29 | 加算器 |
| 6 | 加算器 |
| 7 | 量子化器 |
| 8 | 予測フィルター |
| 11、18 | 比較器 |
| 12 | 予測フィルター(再生用) |
| 13 | 予測フィルター |
| 30 | 入力端子 |
| 31 | 出力端子 |

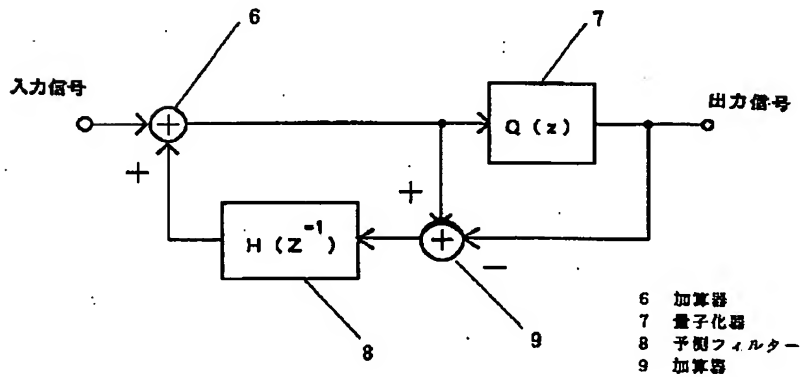
【図1】



【図2】

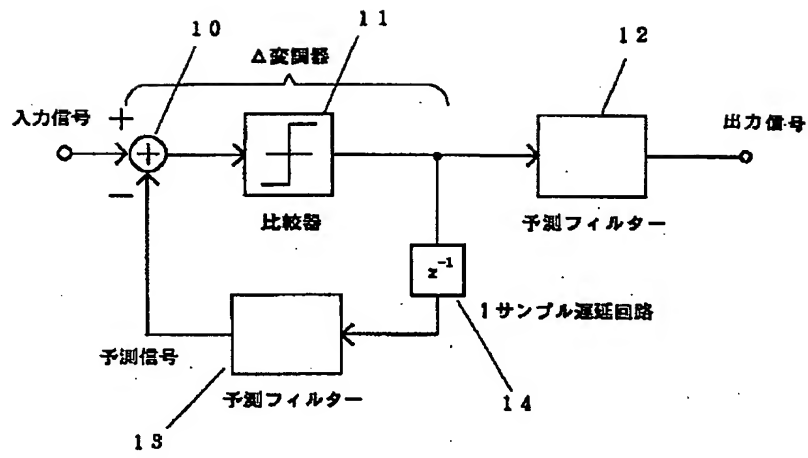


【図3】

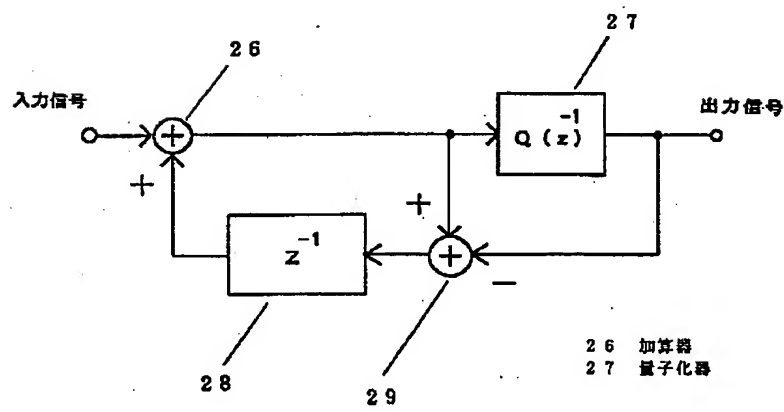


(6)

【図4】



【図6】



【図5】

